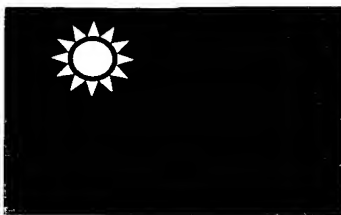


914-022 TP

Reg 0383-0581 TP



中華民國經濟部智慧財產局

INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE
MINISTRY OF ECONOMIC AFFAIRS
REPUBLIC OF CHINA

茲證明所附文件，係本局存檔中原申請案的副本，正確無訛，
其申請資料如下：

This is to certify that annexed is a true copy from the records of this
office of the application as originally filed which is identified hereunder:

申請日：西元 2002 年 11 月 20 日
Application Date

申請案號：091133808
Application No.

申請人：瑞昱半導體股份有限公司
Applicant(s)

局長
Director General

蔡練生

發文日期：西元 2003 年 5 月 15 日
Issue Date

發文字號：09220484190
Serial No.

申請日期：	IPC分類
申請案號：	

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、 發明名稱	中 文	同相/正交相不平衡的估測和補償方法及其裝置
	英 文	
二、 發明人 (共4人)	姓 名 (中文)	1. 柳德政 2. 劉泰誠 3. 湯松年
	姓 名 (英文)	1. Liu Der-Zheng 2. Liu Tai-Cheng 3. Song-Nien Tung
	國 籍 (中英文)	1. 中華民國 TW 2. 中華民國 TW 3. 中華民國 TW
	住居所 (中 文)	1. 台南市長榮路5段123號 2. 高雄市新興區新興路29號 3. 高雄市左營區自助新村246號
	住居所 (英 文)	1. 2. 3.
三、 申請人 (共1人)	名稱或 姓 名 (中文)	1. 瑞昱半導體股份有限公司
	名稱或 姓 名 (英文)	1.
	國 籍 (中英文)	1. 中華民國 TW
	住居所 (營業所) (中 文)	1. 新竹科學園區工業東九路二號 (本地址與前向貴局申請者相同)
	住居所 (營業所) (英 文)	1.
	代表人 (中文)	1. 葉博任
	代表人 (英文)	1.



0683-8581TWE(n1)-01A-22

申請日期：	IPC分類
申請案號：	

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、 發明名稱	中 文	
	英 文	
二、 發明人 (共4人)	姓 名 (中 文)	4. 顏光裕
	姓 名 (英 文)	4. Yen Kuang-Yu
	國 籍 (中 英 文)	4. 中華民國 TW
	住 居 所 (中 文)	4. 台中市愛國街88巷46號
	住 居 所 (英 文)	4.
三、 申請人 (共1人)	名稱或 姓 名 (中 文)	
	名稱或 姓 名 (英 文)	
	國 籍 (中 英 文)	
	住 居 所 (營 業 所) (中 文)	
	住 居 所 (營 業 所) (英 文)	
	代 表 人 (中 文)	
	代 表 人 (英 文)	



四、中文發明摘要 (發明名稱：同相/正交相不平衡的估測和補償方法及其裝置)

本發明係一種I/Q不平衡的估測和補償方法及其裝置，其包括分別以第一調變載波及第二調變載波傳送具有頻域對稱特性之第一正交分頻多工訊號於一傳送端的同一調變路徑；分別以第一解調載波及第二解調載波接收具有頻域對稱特性之第一正交分頻多工訊號於一接收端的第一解調路徑和第二解調路徑；分別以第一調變載波及第二調變載波傳送具有頻域對稱特性之第二正交分頻多工訊號於一傳送端的同一調變路徑；分別以第一解調載波及第二解調載波接收具有頻域對稱特性之第二正交分頻多工訊號於一接收端的第一解調路徑和第二解調路徑；利用接收之第一正交分頻多工訊號與第二正交分頻多工訊號估測和補償接收端之I/Q不平衡參數；分別以第一調變載波和第二調變載波在不同的時段傳送兩組具有頻域對稱特性之第三正交分頻多工訊號於傳送端的第一調變路徑和第二調變路徑；分別以第一解調載波及第二解調載波在不同的時段接

陸、英文發明摘要 (發明名稱：)



四、中文發明摘要 (發明名稱：同相/正交相不平衡的估測和補償方法及其裝置)

收兩組具有頻域對稱特性之第三正交分頻多工訊號於接收端的同一解調路徑；以及利用接收之兩組不同的第三正交分頻多工訊號估測和補償傳送端之I/Q不平衡參數。

伍、(一)、本案代表圖為：第2圖

(二)、本案代表圖之元件代表符號簡單說明：

10 傳送/接收切換器；21、22、23、24 低通濾波器

100、102 類比至數位轉換器；200、202 數位至類比轉換器

150 接收補償矩陣；250 傳送補償矩陣

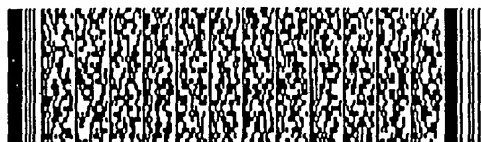
300 I/Q不平衡參數估測器；350 載波回復

352 自動增益補償；400 訊號產生器

500 快速傅立葉轉換；550 逆快速傅立葉轉換

MIX1~MIX4 混波器；MUX1~MUX8 多工器

陸、英文發明摘要 (發明名稱：)



一、本案已向

國家(地區)申請專利

申請日期

案號

主張專利法第二十四條第一項優先權

二、☐主張專利法第二十五條之一第一項優先權：

申請案號：

日期：

三、主張本案係符合專利法第二十條第一項☐第一款但書或☐第二款但書規定之期間

日期：

四、☐有關微生物已寄存於國外：

寄存國家：

寄存機構：

寄存日期：

寄存號碼：

☐有關微生物已寄存於國內(本局所指定之寄存機構)：

寄存機構：

寄存日期：

寄存號碼：

☐熟習該項技術者易於獲得, 不須寄存。



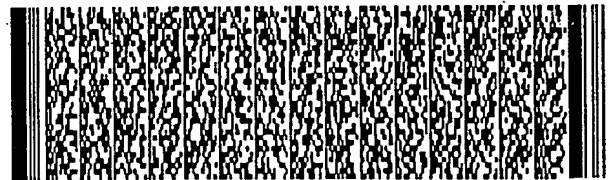
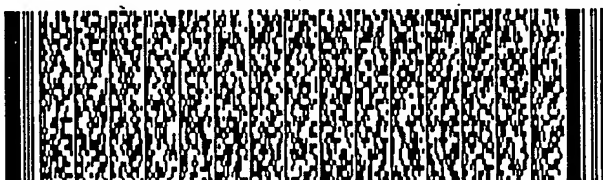
五、發明說明 (1)

在正交調變/解調(quadrature modulation/demodulation)的架構中，傳送端同時送出基頻時域訊號之實部訊號與虛部訊號，分別利用兩相互正交之餘弦載波與正弦載波調變並相加後傳送訊號，接收端則是利用與傳送端相同的餘弦載波與正弦載波解調還原出基頻時域訊號之實部訊號與虛部訊號。其中時域實部訊號調變/解調路徑即為習知之「同相(in-phase，簡稱I)路徑」，時域虛部訊號調變/解調的路徑即為習知之「正交相(quadrature-phase，簡稱Q)路徑」。

由於在實際的電路中，I路徑和Q路徑通常無法匹配的很好，也就是訊號分別經過I路徑和Q路徑調變/解調之後，所累積的增益(gain)或相位偏移(phase offset)不儘相同，此一現象即為習知之「I/Q不平衡(I/Q imbalance)效應」。

第1A圖表示接收端I/Q不平衡效應。第1B圖表示傳送端I/Q不平衡效應。如第1A-1B圖所示，I路徑和Q路徑間會因I/Q不平衡效應而有串音(crosstalk)現象，所以無法單純由後級的自動增益控制(automatic gain control，簡稱AGC)和載波復原(carrier recovery)機制修正復原。此外，用來傳收正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplex，簡稱OFDM)訊號時，也會產生額外的交互載波干擾(inter carrier interference，簡稱ICI)。

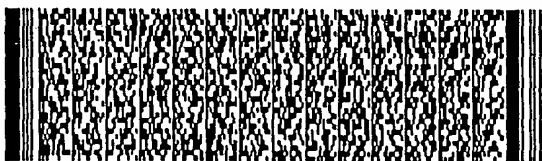
一般的解決方法就是由精準的類比電路設計減少I/Q



五、發明說明 (2)

不平衡效應，但是在OFDM系統中，為了提高傳輸速度，所以將頻域分成若干個子通道同時傳送訊號，，然而只要有些許的I/Q不平衡效應存在，即會造成相對應之正負頻率子通道間的ICI，因而必須使用錯誤更正機制或是頻域等化器與ICI消除器。但是在如無線區域網路(wireless LAN，簡稱WLAN)系統的突發式(burst mode)傳輸機制下，頻域等化器與ICI消除器無法即時收斂，使得補償效果有限。

有鑑於此，本發明提供一種I/Q不平衡的估測和補償方法及其裝置，其包括分別以第一調變載波及第二調變載波傳送具有頻域對稱特性之第一正交分頻多工訊號於一傳送端的同一調變路徑；分別以第一解調載波及第二解調載波接收具有頻域對稱特性之第一正交分頻多工訊號於一接收端的第一解調路徑和第二解調路徑；分別以第一調變載波及第二調變載波傳送具有頻域對稱特性之第二正交分頻多工訊號於一傳送端的同一調變路徑；分別以第一解調載波及第二解調載波接收具有頻域對稱特性之第二正交分頻多工訊號於一接收端的第一解調路徑和第二解調路徑；利用接收之第一正交分頻多工訊號與第二正交分頻多工訊號估測和補償接收端之I/Q不平衡參數；分別以第一調變路徑載波和第二調變路徑載波在不同的時段傳送兩組具有頻域對稱特性之第三正交分頻多工訊號於傳送端的第一調變路徑和第二調變路徑；分別以第一解調載波及第二解調載波在不同的時段接收兩組具有頻域對稱特性之第三正交分



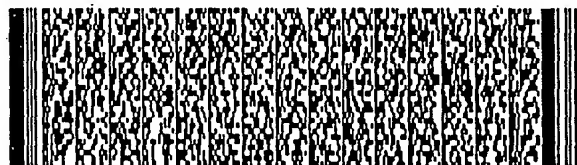
五、發明說明 (3)

頻多工訊號於接收端的同一解調路徑；以及利用接收之兩組不同的第三正交分頻多工訊號估測和補償傳送端之I/Q不平衡參數。為了讓本發明之上述和其他目的、特徵、和優點能更明顯易懂，下文特舉一較佳實施例，並配合所附圖示，作詳細說明如下：

實施例

假設I/Q不平衡不會有快速變化的情況，因此可以在系統開機或是閒置(idle)時利用OFDM傳送機的特性來做校正動作。

如第1-A圖所示，接收端之I/Q不平衡效應，可以一2乘2矩陣表示，其中包含四個參數 $\alpha_r \cos \theta_r$ 、 $\alpha_r \sin \theta_r$ 、 $\beta_r \cos \phi_r$ 及 $\beta_r \sin \phi_r$ ， α_r 與 β_r 分別為接收端之I/Q路徑之增益， θ_r 與 ϕ_r 分別為接收端之I/Q路徑之相位偏移。欲估測接收端I/Q不平衡的四個參數，可以在逆快速傅立葉轉換(inverse fast Fourier transform，簡稱IFFT)之前產生特定頻域訊號，使得傳送之時域訊號只有實部或是虛部的能量，所以只需要利用傳送端的某個路徑傳送即可，經該路徑調變後之傳送端增益和相位偏移，可用接收端後續的自動增益控制和載波回復補償即可。I/Q不平衡效應由四個參數決定，因此可以利用傳送時域實部訊號來估測其中



五、發明說明 (4)

兩個參數 $\alpha_i \cos \theta_i$ 及 $\beta_i \sin \phi_i$ ，再傳送時域虛部訊號估測另兩個參數 $\alpha_i \sin \theta_i$ 及 $\beta_i \cos \phi_i$ 。

如第1-B圖所示，傳送端之I/Q不平衡效應，亦可以另一2乘2矩陣表示，其中包含四個參數 $\alpha_i \cos \theta_i$ 、 $\alpha_i \sin \theta_i$ 、 $\beta_i \cos \phi_i$ 及 $\beta_i \sin \phi_i$ ， α_i 與 β_i 分別為傳送端之I/Q路徑之增

益， θ_i 與 ϕ_i 分別為傳送端之I/Q路徑之相位偏移。欲估測傳送端I/Q不平衡的四個參數時，則需在不同的時段分別傳送兩組同時包含實部訊號和虛部訊號能量之時域訊號，而接收端則利用同一個路徑解調，但是在不同時段利用相互正交的載波分別解調出時域實部訊號及虛部訊號。利用接收時域實部訊號可估測其中兩個參數及，接收時域虛部訊號可估測另兩個參數 $\alpha_i \sin \theta_i$ 及 $\beta_i \cos \phi_i$ 。當然，估測出來的訊號會包含接收端該路徑的增益和相位偏移，但是可以當作是通道效應處理。

因此整個原理就是分別利用單一路徑來傳送/接收訊號，以估測接收端/傳送端的I/Q不平衡參數，此架構也需要傳出適合的基頻訊號，簡化I/Q不平衡參數估計程序。

第2圖表示I/Q不平衡估測和補償架構圖。傳送端信號由頻域信號產生器400輸入逆快速傅立葉轉換550，產生時域信號，輸入傳送補償矩陣250，傳送端I路徑包括多工器



五、發明說明 (5)

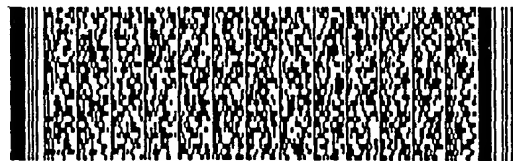
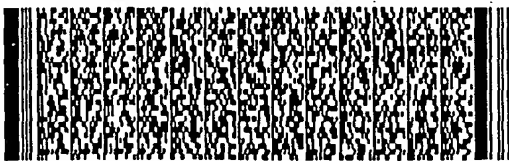
MUX1、數位至類比轉換器200、低通濾波器22、混波器MIX1，傳送端Q路徑包括多工器MUX2、多工器MUX3、數位至類比轉換器202、低通濾波器24、混波器MIX2、多工器MUX4、多工器MUX5。其中多工器MUX1用以切換傳送端I路徑之傳送訊號，多工器MUX2與多工器MUX3用以切換傳送端Q路徑之傳送訊號，多工器MUX4與多工器MUX5用以選擇傳送端I/Q路徑載波。

接收端I路徑包括混波器MIX3、低通濾波器21、類比至數位轉換器100、多工器MUX6，接收端Q路徑包括混波器MIX4、多工器MUX7、多工器MUX8、低通濾波器23、類比至數位轉換器102，接收端I、Q路徑信號輸入接收補償矩陣150，經過自動增益補償352、載波回復350，輸入快速傅立葉轉換500產生頻率域信號，I/Q不平衡參數估測器300用以產生接收補償矩陣150、傳送補償矩陣250的不平衡參數。其中多工器MUX6用以切換接收端I路徑之接收訊號，多工器MUX7與多工器MUX8用以選擇接收端I/Q路徑載波。

為補償接收端不平衡效應，在接收端類比數位轉換器ADC 100、ADC 102之後加入一接收補償矩陣150以彌補接收端I/Q不平衡效應，同樣地也在傳送端之前加入一傳送補償矩陣250以彌補傳送端I/Q不平衡效應。

如第1-A圖所示，接收端不平衡效應可以表示成

$$\begin{bmatrix} y_i(t) \\ y_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha, \cos \theta, & \alpha, \sin \theta, \\ -\beta, \sin \phi, & \beta, \cos \phi, \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_i(i) \\ x_q(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$



五、發明說明 (6)

因此若能估計出接收端I/Q不平衡的四個參數 $\alpha_r \cos \theta_r$ 、

$\alpha_r \sin \theta_r$ 、 $\beta_r \cos \phi_r$ 及 $\beta_r \sin \phi_r$ ，就可以將接收補償矩陣150設為

$$\begin{bmatrix} \beta_r \cos \phi_r & -\alpha_r \sin \theta_r \\ \beta_r \sin \phi_r & \alpha_r \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

則接收訊號將轉變為

$$\begin{bmatrix} r_i(t) \\ r_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_r \cos \phi_r & -\alpha_r \sin \theta_r \\ \beta_r \sin \phi_r & \alpha_r \cos \theta_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_i(t) \\ y_q(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$= \begin{bmatrix} \beta_r \cos \phi_r & -\alpha_r \sin \theta_r \\ \beta_r \sin \phi_r & \alpha_r \cos \theta_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_r \cos \theta_r & \alpha_r \sin \theta_r \\ -\beta_r \sin \phi_r & \beta_r \cos \phi_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_i(t) \\ y_q(t) \end{bmatrix}$$

$$= (\alpha_r \cdot \beta_r \cdot \cos(\theta_r - \phi_r)) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中 $(\alpha_r \cdot \beta_r \cdot \cos(\theta_r - \phi_r))$ 為補償後剩餘之增益，可以由接收端後續的AGC彌補，另一方面，若在估測I/Q不平衡時，傳送端與接收端的相位無法對準也是沒有影響，因為相位偏移可以由載波還原技術消除。

在彌補傳送端I/Q不平衡效應時，也可以仿照彌補接



五、發明說明 (7)

收端 I/Q 不平衡效應的方式，若能估計出傳送端 I/Q 不平衡的四個參數 $\alpha_i \cos \theta_i$ 、 $\alpha_i \sin \theta_i$ 、 $\beta_i \cos \phi_i$ 及 $\beta_i \sin \phi_i$ ，則傳送補償矩陣 250 為

$$\begin{bmatrix} \beta_i \cos \phi_i & \beta_i \sin \phi_i \\ -\alpha_i \sin \theta_i & \alpha_i \cos \theta_i \end{bmatrix} \quad (5)$$

在接收端 I/Q 不平衡效應已經消除的情況下，則接收訊號轉變為

$$\begin{bmatrix} y_i(t) \\ y_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_i \cos \theta_i & -\beta_i \sin \phi_i \\ \alpha_i \sin \theta_i & \beta_i \cos \phi_i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_i(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$= \begin{bmatrix} \alpha_i \cos \theta_i & -\beta_i \sin \phi_i \\ \alpha_i \sin \theta_i & \beta_i \cos \phi_i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta_i \cos \phi_i & \beta_i \sin \phi_i \\ -\alpha_i \sin \theta_i & \alpha_i \cos \theta_i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix}$$

$$= (\alpha_i \beta_i \cdot \theta_i - \phi_i) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

為估測這些 I/Q 不平衡參數，可以善加利用 I/Q 不平衡對 OFDM 的影響，由基頻傳出特殊訊號，再利用相關 (correlation) 的方式確認 (identify) 這些參數。

當訊號 $x: (x_i + jx_q)$ 經由下列矩陣轉換為 $y (y_i + jy_q)$



五、發明說明 (8)

$$\begin{bmatrix} y_i \\ y_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i \\ x_q \end{bmatrix} \quad (8)$$

則 y 可以成為 x 與 x^* 的一種線性組合

$$y = C \cdot x + D \cdot x^* \quad (9)$$

其中

$$C = c_i + j c_q ; \quad D = d_i + j d_q$$

$$c_i + d_i = A_{11} ; \quad -c_q + d_q = A_{12} ; \quad c_q + d_q = A_{21} ; \quad c_i - d_i = A_{22}$$

當 x 為 OFDM 訊號時，

$$x(t) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} a_k \cdot e^{j2\pi f_k t} \quad (10)$$

$$y(t) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} (C \cdot a_k + D \cdot a_{-k}) \cdot e^{j2\pi f_k t} \quad (11)$$

$$= \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \hat{a}_k \cdot e^{j2\pi f_k t} \quad (12)$$

當 \hat{a}_k 以矩陣表示為



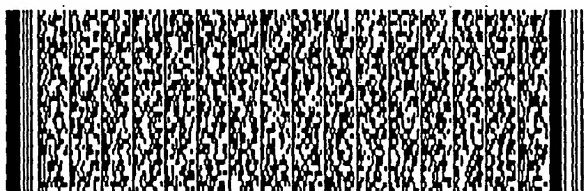
五、發明說明 (9)

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_{k,i} \\ \hat{a}_{k,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_i & -c_q \\ c_q & c_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_i & d_q \\ d_q & -d_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{-k,i} \\ a_{-k,q} \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中 a_k 為第 k 個子通道之頻域訊號， $a_{k,i}$ 為 a_k 之實部訊號， $a_{k,q}$ 為 a_k 之虛部訊號。

因此可以利用上述推導結果(13)和OFDM的特性來作 I/Q 不平衡參數確認。在估測接收端參數時，為避免傳送端的 I/Q 不平衡加到接收端，只用傳送端一個路徑(傳送端實部調變路徑 I_tx 或是傳送端虛部調變路徑 Q_tx)的訊號。

利用 OFDM 特性，當 $a_{k,i} = a_{-k,i}$ ， $a_{k,q} = -a_{-k,q}$ 時，也就是頻域實部訊號具對稱性且頻域虛部訊號具反對稱性，則只會傳出時域實部訊號，當此訊號單由一個調變路徑傳送，在本實施例中是傳送端虛部調變路徑 Q_tx，經由一個餘弦載波 $\cos(\omega_c t)$ 載送，並由接收端實部解調路徑 I_rx 和接收端虛部解調路徑 Q_rx 接收，經快速傅立葉轉換器 FFT 500 解調後成為



五、發明說明 (10)

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_{k,i} \\ \hat{a}_{k,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} c_i + d_i & -(c_q + d_q) \\ c_q + d_q & c_i + d_i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} \quad (14)$$

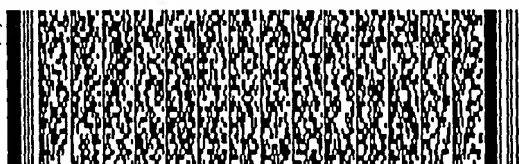
$$= \begin{bmatrix} \alpha_r \cos \theta_r & \beta_r \sin \phi_r \\ -\beta_r \sin \phi_r & \alpha_r \cos \theta_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} \quad (15)$$

當 $a_{k,i} = -a_{-k,i}$, $a_{k,q} = a_{-k,q}$ 時，也就是頻域實部訊號具反對稱性且頻域虛部訊號具對稱性，則只會傳出時域虛部訊號，當此訊號單由一個調變路徑傳送，在本實施例中是傳送端虛部路徑Q_tx，經由一個正弦載波 $-\sin(\omega_c t)$ 載送，並由接收端實部路徑I_rx和接收端虛部路徑Q_rx接收，經快速傅立葉轉換器FFT 500解調後成為

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_{k,i} \\ \hat{a}_{k,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_i - d_i & -(c_q - d_q) \\ c_q - d_q & c_i - d_i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$= \begin{bmatrix} \beta_r \cos \phi_r & \alpha_r \sin \theta_r \\ -\alpha_r \sin \theta_r & \beta_r \cos \phi_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} \quad (17)$$

以下為一接收端IQ不平衡參數估測之方法：



五、發明說明 (11)

由(15)得知，當 $a_{k,i}=a_{k,q}=1$ 且 $a_{-k,i}=a_{k,i}$ 、 $a_{-k,q}=-a_{k,q}$ 時，

$$\begin{aligned} \hat{a}_{k,i} &= \alpha_r \cos \theta_r + \beta_r \sin \phi_r \\ \hat{a}_{k,q} &= -\beta_r \sin \phi_r + \alpha_r \cos \theta_r \end{aligned} \quad (18)$$

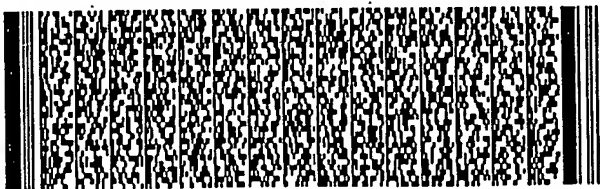
$$\therefore \alpha_r \cos \theta_r = \frac{\hat{a}_{k,i} + \hat{a}_{k,q}}{2} ; \beta_r \sin \phi_r = \frac{\hat{a}_{k,i} - \hat{a}_{k,q}}{2} \quad (19)$$

由(17)得知，當 $a_{k,i}=a_{k,q}=1$ 且 $a_{-k,i}=-a_{k,i}$ 、 $a_{-k,q}=a_{k,q}$ 時，

$$\begin{aligned} \hat{a}_{k,i} &= \alpha_r \sin \theta_r + \beta_r \cos \phi_r \\ \hat{a}_{k,q} &= \beta_r \cos \phi_r - \alpha_r \sin \theta_r \end{aligned} \quad (20)$$

$$\therefore \alpha_r \sin \theta_r = \frac{\hat{a}_{k,i} - \hat{a}_{k,q}}{2} ; \beta_r \cos \phi_r = \frac{\hat{a}_{k,i} + \hat{a}_{k,q}}{2} \quad (21)$$

另一接收端IQ不平衡參數估測之方法：可藉由傳送一段已知的 $a_{k,i}$ 、 $a_{k,q}=\pm 1$ 的連續頻域訊號，並且 $a_{k,i}$ 、 $a_{k,q}$ 序列為相互獨立，因此可在接收端利用一相關器(Correlator)之參數確認架構與方法，分別求出 $\alpha_r \cos \theta_r$ 、 $\beta_r \sin \phi_r$ 和 $\beta_r \cos \phi_r$ 、 $\alpha_r \sin \theta_r$ ，第3圖表示此一參數估測器之簡化參數確認系統(parameter identification system)方塊圖。如第3圖所示，所求之 $M_{11} = \alpha_r \cos \theta_r$ 、 $M_{12} = \alpha_r \sin \theta_r$ 、 M_{21}



五、發明說明 (12)

$= -\beta_r \sin \phi_r$ 、 $M_{22} = \beta_r \cos \phi_r$ ，供接收補償矩陣150使用，即可解決接收端I/Q不平衡的問題。N為傳送符號數量。第3圖中有數個乘法器，都可以用反相器和位移暫存器取代。此一簡化參數確認系統的架構，可應用於傳送決定性(deterministic)連續訊號時，射頻(radio frequency，簡稱RF)電路不會產生固定偏壓(bias)之傳收系統。

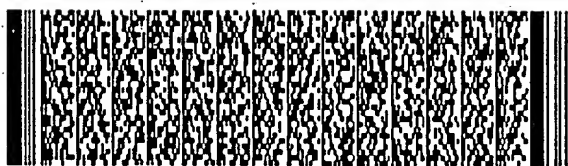
在估測傳送端I/Q不平衡效應時，則可以在傳送端的實部調變路徑I_tx和傳送端虛部調變路徑Q_tx分別傳送 $a_{k,i} = a_{-k,i}$ 、 $a_{k,q} = a_{-k,q}$ 的OFDM訊號，也就是頻域實部訊號具對稱性且頻域虛部訊號具對稱性，使得

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_{k,i} \\ \hat{a}_{k,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_i + d_i & -c_q + d_q \\ c_q + d_q & c_i - d_i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$= \begin{bmatrix} \alpha_i \cos \theta_i & -\beta_i \sin \phi_i \\ \alpha_i \sin \theta_i & \beta_i \cos \phi_i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} \quad (23)$$

但是在估測傳送端I/Q不平衡效應，必須避開接收端I/Q不平衡效應，因此只利用接收端單一解調路徑(接收端實部解調路徑I_rx或是接收端虛部解調路徑Q_rx)，在不同時間分別以餘弦載波 $\cos(w_c t)$ ，單獨解調出接收端時域實部訊號，或是以正弦載波 $\sin(w_c t)$ ，單獨解出接收端時域虛部訊號。

若傳送出 $a_{k,i} = a_{-k,i}$ 、 $a_{k,q} = a_{-k,q}$ 的頻域訊號，也就是頻域實部



五、發明說明 (13)

訊號具對稱性且頻域虛部訊號具對稱性，並且在接收端虛部解調路徑Q_{rx}，以餘弦載波cos(w_ct)解調出時域實部訊號，則此訊號經由FFT 500轉換到頻域為

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_{k,i} \\ \hat{a}_{k,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_i + d_i & -c_q + d_q \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} \quad (24)$$

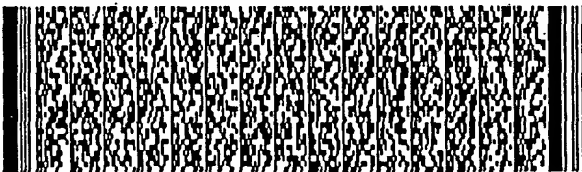
$$= \begin{bmatrix} \alpha_i \cos \theta_i & -\beta_i \sin \phi_i \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} \quad (25)$$

若在接收端虛部解調路徑Q_{rx}，以正弦載波sin(w_ct)解調出時域虛部訊號，則此訊號經由FFT 500轉換到頻域為

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_{k,i} \\ \hat{a}_{k,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ c_q + d_q & c_i - d_i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \alpha_i \sin \theta_i & \beta_i \cos \phi_i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{k,i} \\ a_{k,q} \end{bmatrix} \quad (27)$$

利用此架構與方法，再配合兩組均具a_{k,i}=a_{-k,i}、a_{k,q}=a_{-k,q}特性之不同的OFDM訊號，分別求出α_icosθ_i、β_isinφ_i和β_icosφ_i、α_isinθ_i等，供傳送補償矩陣250使用，即可解決傳送端I/Q不平衡的問題。另一方法亦可使用第3圖之參數



五、發明說明 (14)

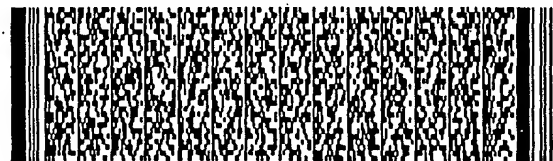
估測器之簡化參數確認系統，求出 $M_{11} = \alpha_i \cos \theta_i$ 、 $M_{12} = -\beta_i \sin \phi_i$ 、 $M_{21} = \alpha_i \sin \theta_i$ 、 $M_{22} = \beta_i \cos \phi_i$ ，供傳送補償矩陣 250 使用。

第4A圖表示I/Q不平衡的頻域訊號星狀圖。第4B圖表示經過補償矩陣的頻域訊號星狀圖。

由上述說明可以得知， $a_{k,i}$ 、 $a_{-k,i}$ 、 $a_{k,q}$ 、 $a_{-k,q}$ 不一定要存在某種特定關係，在估測接收端I/Q不平衡效應的參數時，只需用傳送端同一調變路徑來傳，在估測傳送端I/Q不平衡效應的參數，只用接收端同一解調路徑來收，但是這會增加基頻處理的困難。

本發明的優點在於利用OFDM的調變和解調特性，分別估算接收端I/Q不平衡和傳送端I/Q不平衡的效應，並且利用特殊基頻傳送訊號簡化估算程序，由此得出接收補償矩陣和傳送補償矩陣。

雖然本發明已以較佳實施例揭露如上，然其並非用以限定本發明，任何熟習此技藝者，在不脫離本發明之精神和範圍內，當可作些許之更動與潤飾，因此本發明之保護範圍當視後附之申請專利範圍所界定者為準。



圖式簡單說明

第1A圖表示接收端I/Q不平衡效應。

第1B圖表示傳送端I/Q不平衡效應。

第2圖表示I/Q不平衡估測和補償架構圖。

第3圖表示參數估測器之簡化參數確認系統方塊圖。

第4A圖表示I/Q不平衡的頻域訊號星狀圖。

第4B圖表示經過補償矩陣的頻域訊號星狀圖。

符號說明：

- 1 理想傳送端實部調變路徑
- 2 理想傳送端虛部調變路徑
- 3 非理想接收端實部解調路徑
- 4 非理想接收端虛部解調路徑
- 5 非理想傳送端實部調變路徑
- 6 非理想傳送端虛部調變路徑
- 7 理想接收端實部解調路徑
- 8 理想接收端虛部解調路徑
- 10 傳送/接收切換器
- 21、22、23、24 低通濾波器
- 100、102 類比至數位轉換器
- 200、202 數位至類比轉換器
- 150 接收補償矩陣
- 250 傳送補償矩陣
- 300 I/Q不平衡參數估測器
- 350 載波回復
- 352 自動增益補償



圖式簡單說明

400 訊號產生器

500 快速傅立葉轉換

550 逆快速傅立葉轉換

MIX1 ~ MIX4 混波器

MUX1 ~ MUX8 多工器



六、申請專利範圍

1. 一種方法用來估測一接收端I/Q不平衡參數，其包括：

分別以一第一調變載波和一第二調變載波傳送一第一正交分頻多工訊號於一傳送端的一同一調變路徑；

分別以一第一解調載波及一第二解調載波接收該第一正交分頻多工訊號於該接收端的一第一解調路徑和一第二解調路徑；

分別以該第一和第二調變載波傳送一第二正交分頻多工訊號於該傳送端的該同一調變路徑；

分別以該第一及第二解調載波接收該第二正交分頻多工訊號於該接收端的該第一和第二解調路徑；

利用接收之該第一和第二正交分頻多工訊號，計算出該接收端I/Q不平衡參數；

其中，該第一和第二正交分頻多工訊號具有頻域對稱特性。

2. 如專利申請範圍第1項所述之方法，其中該第一調變載波為一傳送端實部調變載波；該第二調變載波為一傳送端虛部調變載波；該同一調變路徑可為一傳送端實部調變路徑或是一傳送端虛部調變路徑；該第一解調路徑為一接收端實部解調路徑；該第二解調路徑為一接收端虛部解調路徑；該第一解調載波為一接收端實部解調載波；以及該第二解調載波為一接收端虛部解調載波。

3. 如專利申請範圍第1項所述之方法，其中該第一正交分頻多工訊號的一頻域實部訊號具有對稱性且一頻域虛



六、申請專利範圍

部訊號具有反對稱性。

4. 如專利申請範圍第3項所述之方法，其中該第一正交分頻多工訊號的該頻域實部訊號的振幅等於該頻域虛部訊號的振幅。

5. 如專利申請範圍第1項所述之方法，其中該第二正交分頻多工訊號的一頻域實部訊號具有反對稱性且一頻域虛部訊號具有對稱性。

6. 如專利申請範圍第5項所述之方法，其中該第二正交分頻多工訊號的該頻域實部訊號的振幅等於該頻域虛部訊號的振幅。

7. 如專利申請範圍第1項所述之方法，其中該第一和第二正交分頻多工訊號為一已預先決定的訊號。

8. 如專利申請範圍第7項所述之方法，其中該第一和第二正交分頻多工訊號的一頻域實部訊號以及一頻域虛部訊號的值為 ± 1 。

9. 如專利申請範圍第7項所述之方法，其中該第一和第二正交分頻多工訊號為兩相互獨立。

10. 一種方法用來估測一傳送端I/Q不平衡參數，其包括：

分別以一第一調變載波和一第二調變載波在不同的時段傳送兩組具有頻域對稱特性之第三正交分頻多工訊號於該傳送端的一第一調變路徑和一第二調變路徑；

分別以該第一和第二解調載波在不同的時段接收該兩組第三正交分頻多工訊號於一接收端的一同一解調路徑；



六、申請專利範圍

以及

利用接收該兩組不同的第三正交分頻多工訊號，計算出該傳送端I/Q不平衡參數。

11. 如專利申請範圍第10項所述之方法，其中該第一調變路徑為一傳送端實部調變路徑；該第二調變路徑為一傳送端虛部調變路徑；該第一調變載波為一傳送端實部調變載波；該第二調變載波為一傳送端虛部調變載波；該第一解調載波為一接收端實部解調載波；該第二解調載波為一接收端虛部解調載波；以及該同一解調路徑可為一接收端實部解調路徑或是一接收端虛部解調路徑。

12. 如專利申請範圍第10項所述之方法，其中該第三正交分頻多工訊號的一頻域實部訊號具有對稱性且一頻域虛部訊號具有對稱性。

13. 如專利申請範圍第12項所述之方法，其中該第三正交分頻多工訊號之該頻域實部訊號的振幅等於該頻域虛部訊號的振幅。

14. 一種方法用來估測I/Q不平衡，其包括：

分別以一第一調變載波和一第二調變載波傳送一第一正交分頻多工訊號於一傳送端的一同一調變路徑；

分別以一第一解調載波及一第二解調載波接收該第一正交分頻多工訊號於該接收端的一第一解調路徑和一第二解調路徑；

分別以該第一和第二調變載波傳送一第二正交分頻多工訊號於該傳送端的該同一調變路徑；



六、申請專利範圍

分別以該第一及第二解調載波接收該第二正交分頻多工訊號於該接收端的該第一和第二解調路徑；

利用接收之該第一和第二正交分頻多工訊號，估測和補償一接收端I/Q不平衡參數；

分別以該第一和一第二調變載波在不同的時段傳送兩組第三正交分頻多工訊號於該傳送端的一第一調變路徑和一第二調變路徑；

分別以該第一和第二解調載波在不同的時段接收該兩組第三正交分頻多工訊號於一接收端的一同一解調路徑；以及

利用接收該兩組不同的第三正交分頻多工訊號，計算出一傳送端I/Q不平衡參數；

其中，該第一和第二和兩組第三正交分頻多工訊號具有頻域對稱特性。

15. 如專利申請範圍第14項所述之方法，其中該第一調變路徑為一傳送端實部調變路徑；該第二調變路徑為一傳送端虛部調變路徑；該第一調變載波為一傳送端實部調變載波；該第二調變載波為一傳送端虛部調變載波；以及該同一調變路徑可為一傳送端實部調變路徑或是一傳送端虛部調變路徑。

16. 如專利申請範圍第14項所述之方法，其中該第一解調路徑為一接收端實部解調路徑；該第二解調路徑為一接收端虛部解調路徑；該第一解調載波為一接收端實部解調載波；該第二解調載波為一接收端虛部解調載波；以及



六、申請專利範圍

該同一解調路徑可為一接收端實部解調路徑或是一接收端虛部解調路徑。

17. 如專利申請範圍第14項所述之方法，其中該第一正交分頻多工訊號其頻域實部訊號具有對稱性且頻域虛部訊號具有反對稱性。

18. 如專利申請範圍第17項所述之方法，其中該第一正交分頻多工訊號頻率域對稱實部訊號的振幅等於頻率域反對稱虛部訊號的振幅。

19. 如專利申請範圍第14項所述之方法，其中該第二正交分頻多工訊號的頻域實部訊號具有反對稱性且頻域虛部訊號具有對稱性。

20. 如專利申請範圍第19項所述之方法，其中該第二正交分頻多工訊號的頻域反對稱實部訊號的振幅等於頻域對稱虛部訊號的振幅。

21. 如專利申請範圍第14項所述之方法，其中該第一和第二正交分頻多工訊號為一已預先決定的訊號。

22. 如專利申請範圍第21項所述之方法，其中該第一和第二正交分頻多工訊號的一頻域實部訊號以及一頻域虛部訊號的值為 ± 1 。

23. 如專利申請範圍第21項所述之方法，其中該第一和第二正交分頻多工訊號為兩相互獨立。

24. 如專利申請範圍第14項所述之方法，其中該第三正交分頻多工訊號其頻域實部訊號具有對稱性且頻域虛部訊號具有對稱性。



六、申請專利範圍

25. 如專利申請範圍第24項所述之方法，其中該第三正交分頻多工訊號的頻域對稱實部訊號的振幅等於頻域對稱虛部訊號的振幅。

26. 一種估測裝置用來估測傳送端I/Q不平衡效應，該估測裝置係設置在一通訊裝置內，該通訊裝置具有一接收解調裝置，該估測裝置包括：

一訊號產生器，產生兩組具有頻域對稱特性之正交分頻多工訊號；

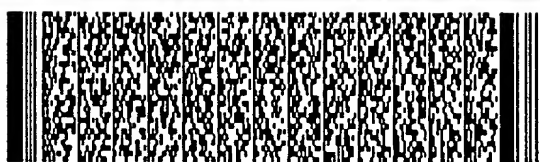
一傳送調變裝置，係具有一第一調變路徑和一第二調變路徑，該傳送調變裝置分別以一第一調變載波和一第二調變載波在不同的時段傳送該正交分頻多工訊號於該第一和一第二調變路徑；以及

一參數估測器，根據該接收解調裝置接收到該兩組不同的接收正交分頻多工訊號以及該訊號產生器所輸出之該兩組正交分頻多工訊號，計算出一傳送端I/Q不平衡參數。

27. 如專利申請範圍第26項所述之估測裝置，其中該訊號產生器還包含一逆快速傅立葉轉換器。

28. 如專利申請範圍第26項所述之方法，其中該兩組正交分頻多工訊號的一頻域實部訊號具有對稱性且一頻域虛部訊號具有對稱性。

29. 如專利申請範圍第28項所述之方法，其中該兩組正交分頻多工訊號之該頻域實部訊號的振幅等於該頻域虛部訊號的振幅。



六、申請專利範圍

30. 一種估測裝置用來估測接收端I/Q不平衡效應，言估測裝置係設置在一通訊裝置內，該通訊裝置具有一傳送調變裝置，該傳送調變裝置具有一訊號產生器，係輸出一第一以及一第二正交分頻多工訊號，該傳送調變裝置分別以一第一調變載波和一第二調變載波傳送該第一以及第二正交分頻多工訊號於該傳送調變裝置的一傳送端實部調變路徑或是一傳送端虛部調變路徑，該估測裝置包括：

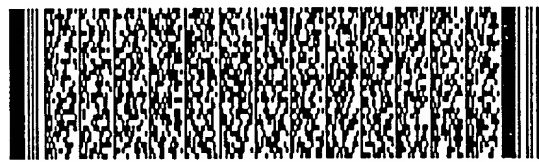
一接收調變裝置，係具有一第一解調路徑和一第二解調路徑，該接收調變裝置依次分別以一第一解調載波及一第二解調載波接收該第一正交分頻多工訊號於該第一和第二解調路徑以及分別以該第一及第二解調載波接收該第二正交分頻多工訊號於該第一和第二解調路徑；以及

一參數估測器，根據該接收調變裝置接收到之該第一和第二正交分頻多工訊號以及該訊號產生器所輸出該第一和一第二正交分頻多工訊號，計算出一接收端I/Q不平衡參數。

31. 如專利申請範圍第30項所述之估測裝置，其中還包含一快速傅立葉轉換器。

32. 如專利申請範圍第30項所述之估測裝置，其中該第一正交分頻多工訊號的一頻域實部訊號具有對稱性且一頻域虛部訊號具有反對稱性。

33. 如專利申請範圍第32項所述之估測裝置，其中該第一正交分頻多工訊號的該頻域實部訊號的振幅等於該頻域虛部訊號的振幅。



六、申請專利範圍

34. 如專利申請範圍第30項所述之估測裝置，其中該第二正交分頻多工訊號的一頻域實部訊號具有反對稱性且一頻域虛部訊號具有對稱性。

35. 如專利申請範圍第34項所述之估測裝置，其中該第二正交分頻多工訊號的該頻域實部訊號的振幅等於該頻域虛部訊號的振幅。

36. 如專利申請範圍第30項所述之估測裝置，其中該第一和第二正交分頻多工訊號為一已預先決定的訊號。

37. 如專利申請範圍第36項所述之估測裝置，其中該第一和第二正交分頻多工訊號的一頻域實部訊號以及一頻域虛部訊號的值為 ± 1 。

38. 如專利申請範圍第36項所述之估測裝置，其中該第一和第二正交分頻多工訊號為兩相互獨立。

39. 一種裝置用來補償I/Q不平衡效應，該裝置包括：
一傳送端裝置，包括：

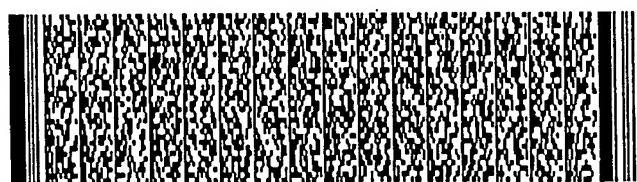
一逆快速傅立葉轉換器，將一頻域傳送訊號轉換成一時域傳送訊號；

一傳送補償矩陣，接收該時域傳送訊號，並輸出一傳送補償訊號；以及

一數位至類比轉換器，接收該傳送補償訊號，並輸出一傳送類比訊號；以及

一接收端裝置，包括：

一類比至數位轉換器，接收該傳送類比訊號，並輸出一數位訊號；



六、申請專利範圍

一 接收補償矩陣，接收該數位訊號，並輸出一接收補償訊號；以及

一快速傅立葉轉換器，接收該接收補償訊號，並輸出一頻域接收訊號；

其中，該傳送和接收補償矩陣為二乘二之二維矩陣；

其中，該傳送和接收補償矩陣之值分別為該傳送端裝置傳送出一已預先決定之訊號，並由該接收端裝置接收後估測出。

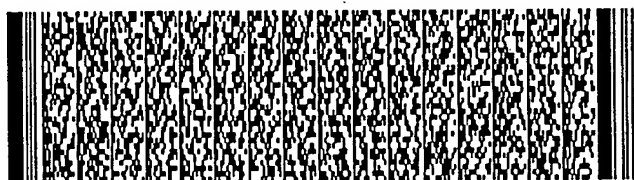
40. 如專利申請範圍第39項所述之裝置，其中該已預先決定之訊號包括一第一正交分頻多工訊號以及一第二正交分頻多工訊號，其中，該第一和第二正交分頻多工訊號具有頻域對稱特性。

41. 如專利申請範圍第40項所述之裝置，其中該第一正交分頻多工訊號其頻域實部訊號具有對稱性且頻域虛部訊號具有反對稱性。

42. 如專利申請範圍第41項所述之裝置，其中該第一正交分頻多工訊號頻率域對稱實部訊號的振幅等於頻率域反對稱虛部訊號的振幅。

43. 如專利申請範圍第40項所述之裝置，其中該第二正交分頻多工訊號的頻域實部訊號具有反對稱性且頻域虛部訊號具有對稱性。

44. 如專利申請範圍第43項所述之裝置，其中該第二正交分頻多工訊號的頻域反對稱實部訊號的振幅等於頻域對稱虛部訊號的振幅。



六、申請專利範圍

45. 如專利申請範圍第40項所述之裝置，其中該第一和第二正交分頻多工訊號的一頻域實部訊號以及一頻域虛部訊號的值為 ± 1 。

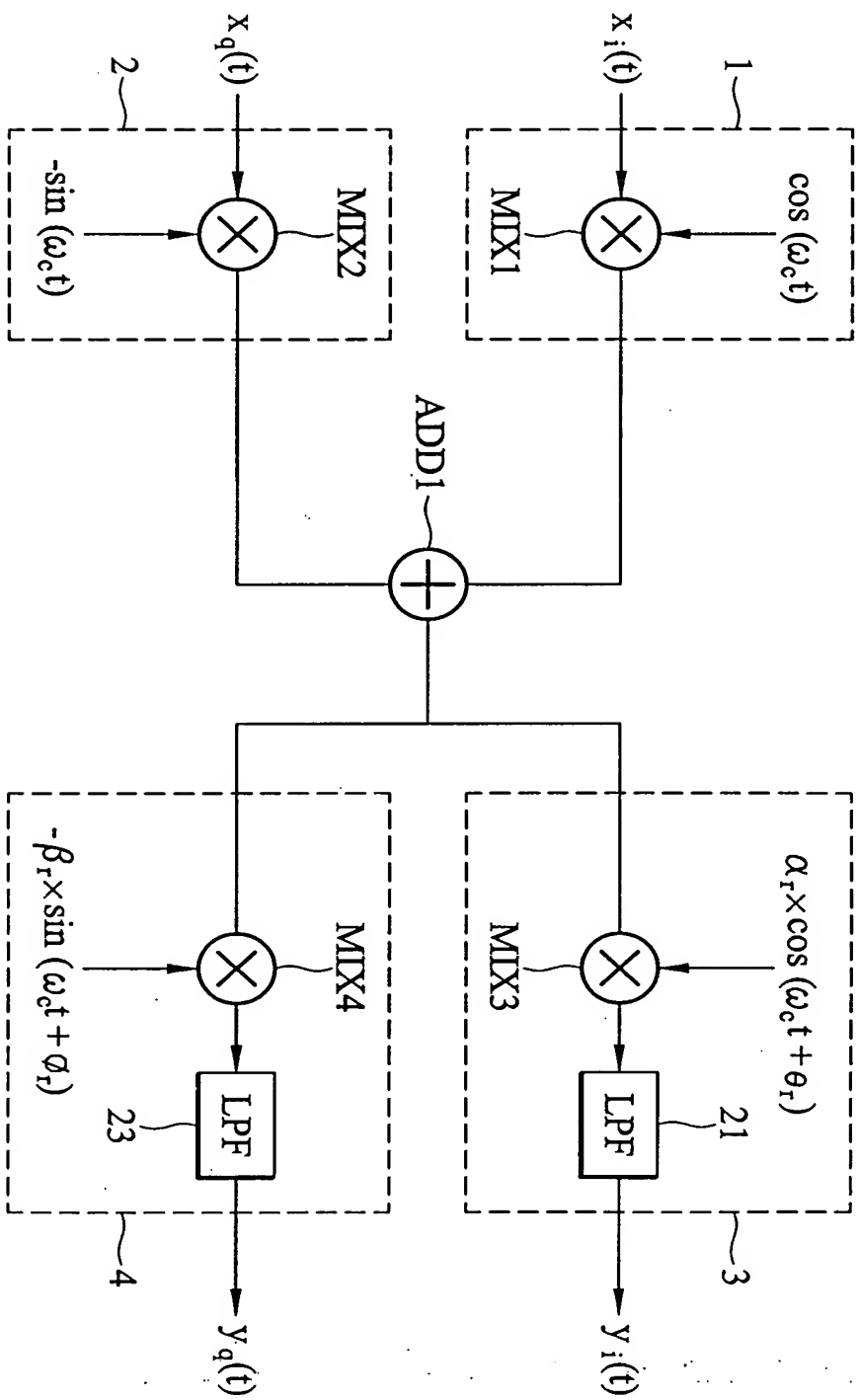
46. 如專利申請範圍第40項所述之裝置，其中該第一和第二正交分頻多工訊號為兩相互獨立。

47. 如專利申請範圍第39項所述之裝置，其中該已預先決定之訊號包括兩組具有頻域對稱特性之第三正交分頻多工訊號。

48. 如專利申請範圍第47項所述之裝置，其中該第三正交分頻多工訊號其頻域實部訊號具有對稱性且頻域虛部訊號具有對稱性。

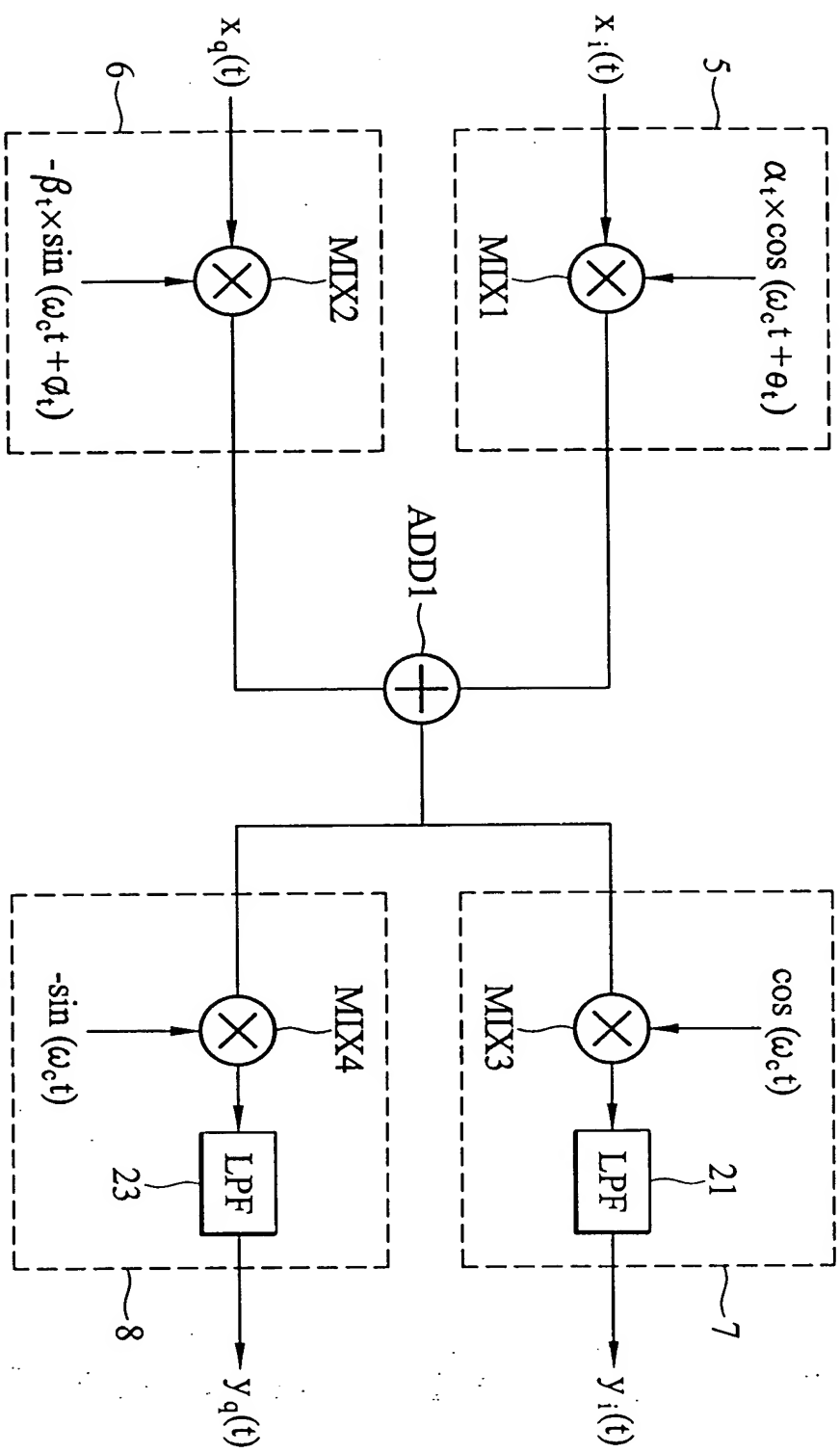
49. 如專利申請範圍第48項所述之裝置，其中該第三正交分頻多工訊號的頻域對稱實部訊號的振幅等於頻域對稱虛部訊號的振幅。





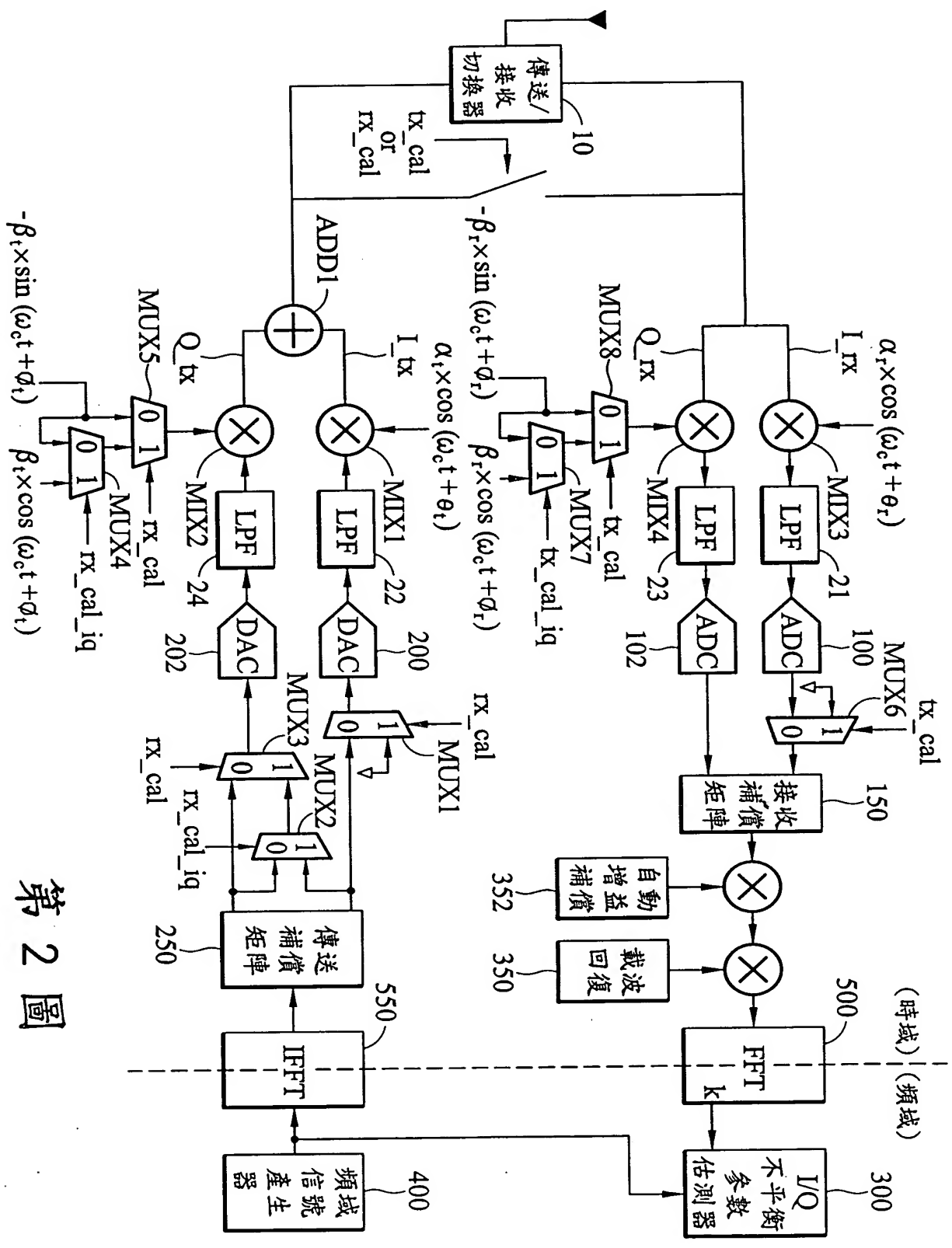
$$\begin{bmatrix} y_i(t) \\ y_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_r \cdot \cos \theta_r & \alpha_r \cdot \sin \theta_r \\ -\beta_r \cdot \sin \theta_r & \beta_r \cdot \cos \theta_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix}$$

第1A圖

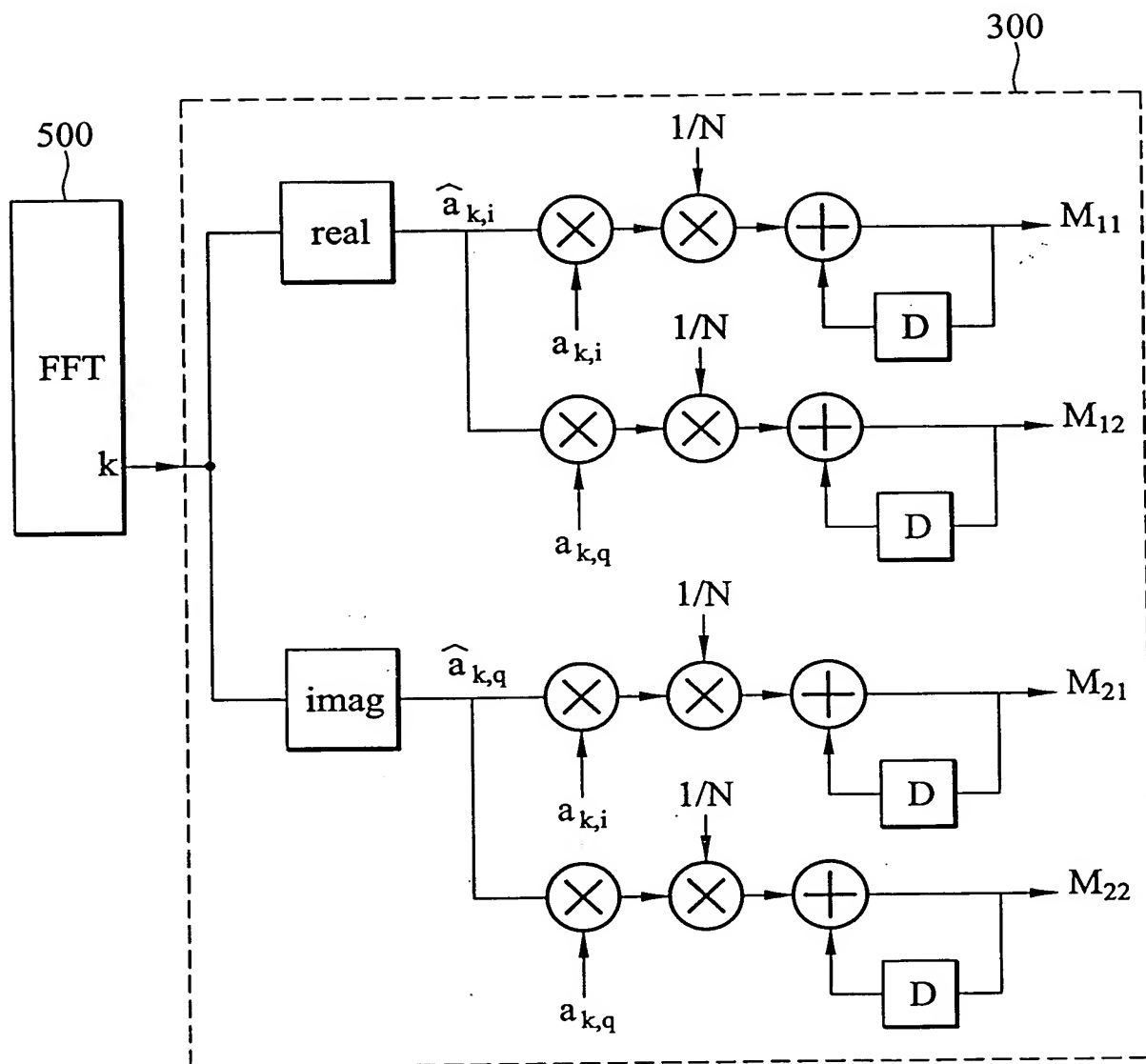


$$\begin{bmatrix} y_i(t) \\ y_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_t \cdot \cos \theta_t & -\beta_t \cdot \sin \phi_t \\ \alpha_t \cdot \sin \theta_t & \beta_t \cdot \cos \phi_t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix}$$

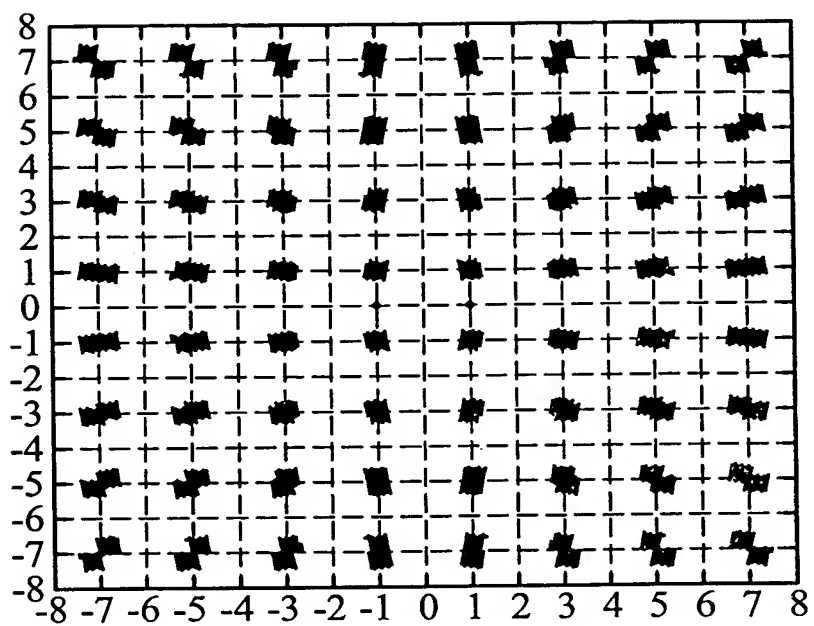
第1B圖



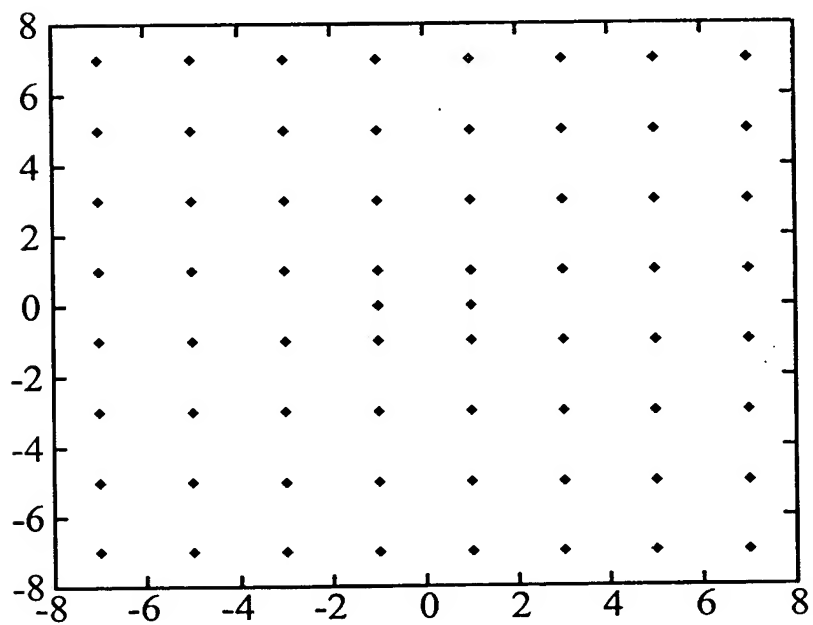
第 2 圖



第 3 圖

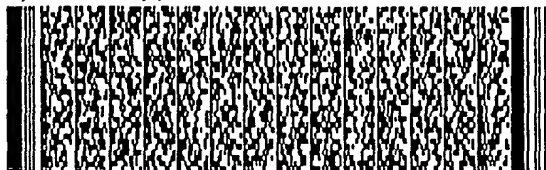


第4A圖



第4B圖

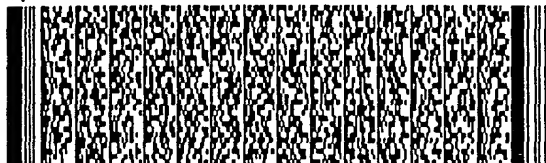
第 1/31 頁



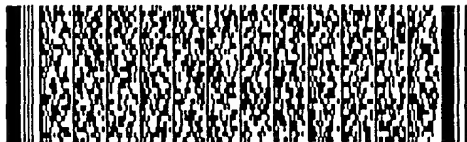
第 2/31 頁



第 3/31 頁



第 4/31 頁



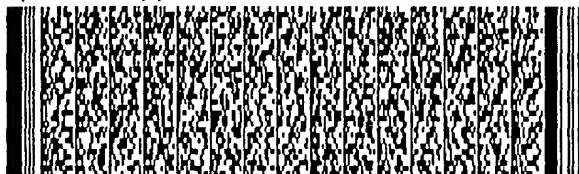
第 5/31 頁



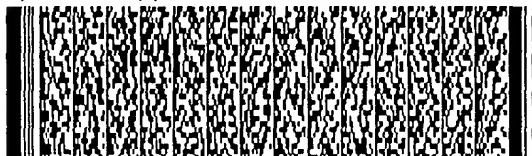
第 6/31 頁



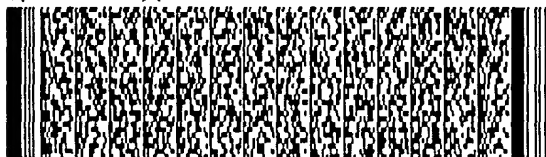
第 6/31 頁



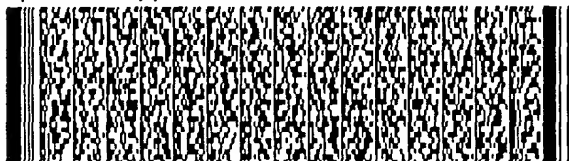
第 7/31 頁



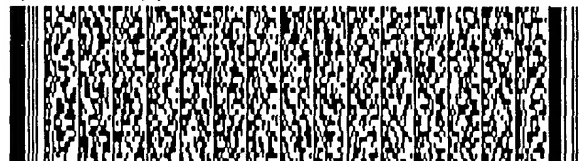
第 7/31 頁



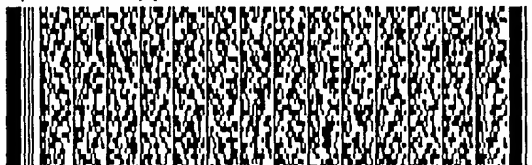
第 8/31 頁



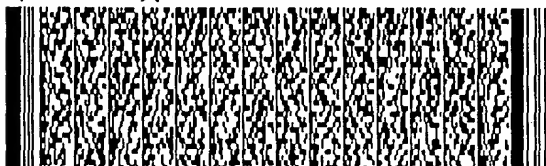
第 8/31 頁



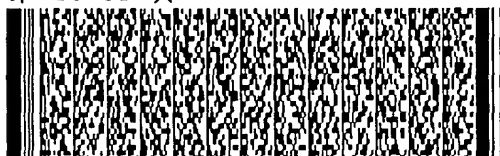
第 9/31 頁



第 9/31 頁



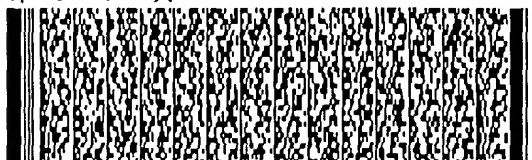
第 10/31 頁



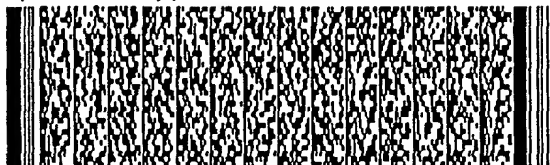
第 10/31 頁



第 11/31 頁



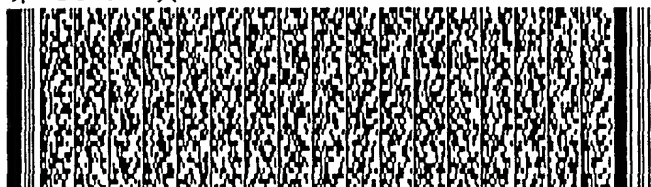
第 12/31 頁



第 13/31 頁



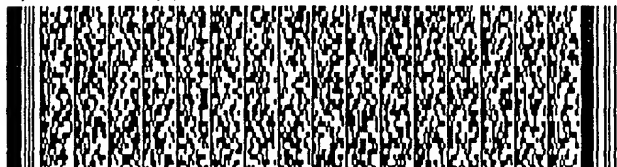
第 14/31 頁



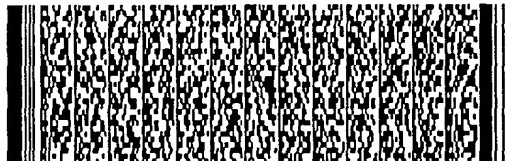
第 15/31 頁



第 16/31 頁



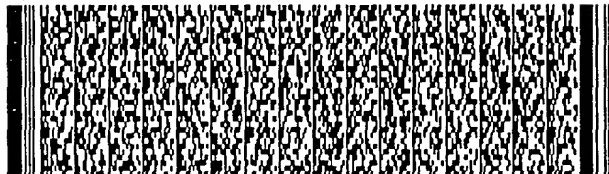
第 17/31 頁



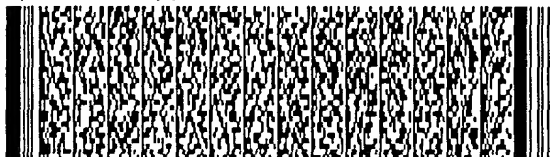
第 17/31 頁



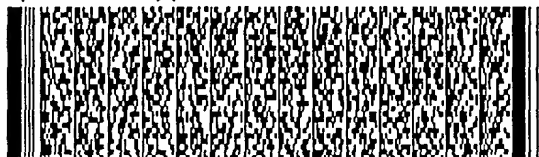
第 18/31 頁



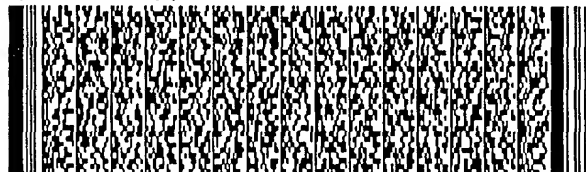
第 19/31 頁



第 19/31 頁



第 20/31 頁



第 21/31 頁



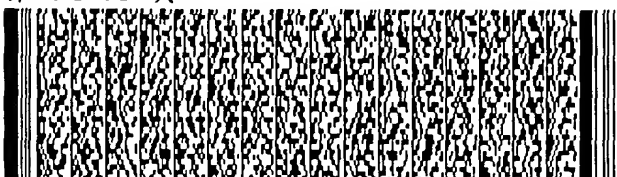
第 22/31 頁



第 23/31 頁



第 24/31 頁



第 25/31 頁



第 26/31 頁



第 27/31 頁



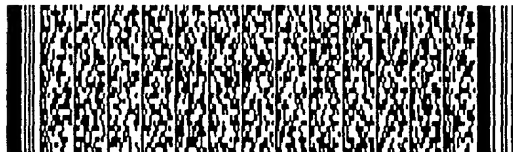
第 27/31 頁



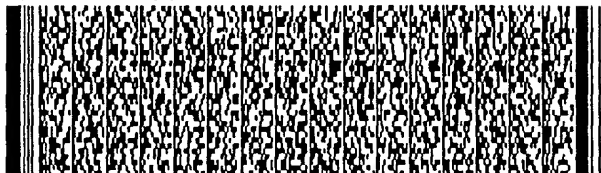
第 28/31 頁



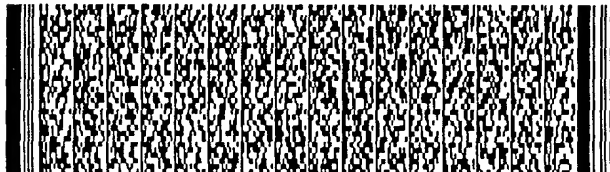
第 28/31 頁



第 29/31 頁



第 30/31 頁



第 31/31 頁

